

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 2002-026858

(43) Date of publication of application : 25.01.2002

(51) Int.Cl. H04J 11/00

(21) Application number : 2000-200692 (71) Applicant : HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC

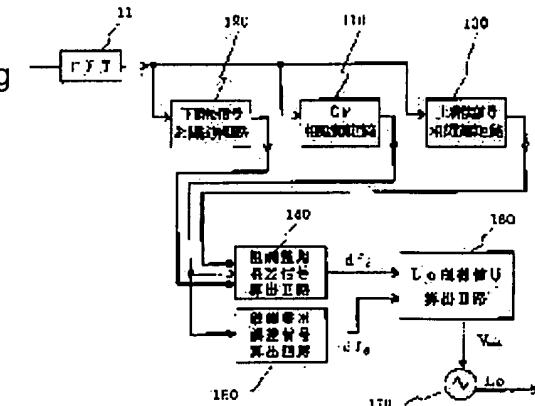
(22) Date of filing : 03.07.2000 (72) Inventor : AKIYAMA TOSHIYUKI TSUKAMOTO NOBUO

(54) TRANSMISSION DEVICE ADOPTING ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX MODULATION SYSTEM

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a method for recovering a synchronizing signal that can execute detection of errors for rough adjustment and fine adjustment at a high S/N without the need for employing many special carriers that are arranged at a high randomness and without any restriction of a guard interval length.

SOLUTION: This device provides the transmission device that adopts an orthogonal frequency division multiplex modulation system where information codes are transmitted through carriers. The transmission system adopts a structure of the carriers where a pilot (CP) signal, which is used for demodulating a received signal, is inserted to the carriers in the carrier direction at a prescribed interval Mc of the carriers and is inserted to the carriers continuously in the time direction. A receiver in the transmission system is provided with a means that calculates a correlation between the CP signal inserted in the carrier direction at a symbol in the received signal and the CP signal at the same carrier position at the one preceding symbol to the symbol of the received signal and with a means that detects a phase component of the calculated correlation as an error of a local oscillating frequency of the receiver to control the



local oscillating frequency.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-26858

(P2002-26858A)

(43)公開日 平成14年1月25日 (2002.1.25)

(51)Int.Cl.
H 0 4 J 11/00

識別記号

F I
H 0 4 J 11/00

テマコード(参考)
Z 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 19 頁)

(21)出願番号 特願2000-200692(P2000-200692)

(22)出願日 平成12年7月3日 (2000.7.3)

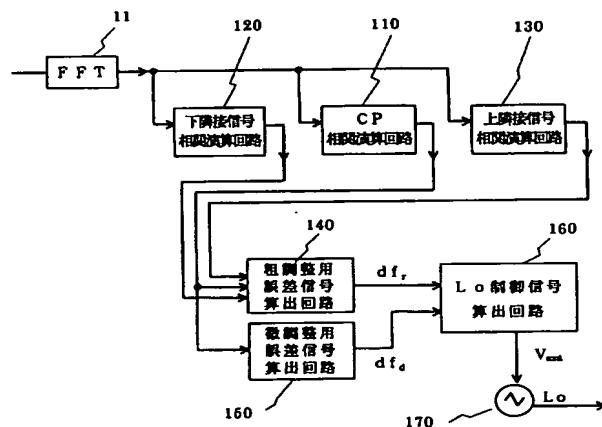
(71)出願人 000001122
株式会社日立国際電気
東京都中野区東中野三丁目14番20号
(72)発明者 秋山 傑之
東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内
(72)発明者 塚本 信夫
東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD33
DD43

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重変調方式の伝送装置

(57)【要約】

【課題】 ランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアを用いず、また、ガードインターバル長に対する制約もなくて、粗調用、微調用誤差検出を高 S/N 比で実施できる誤差検出を実施できる同期再生方法を提供することにある。

【解決手段】 複数本のキャリアで情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、キャリア方向には所定のキャリア間隔 M_c で、時間方向には連続的に、受信信号の復調の際に用いられるパイロット (C P) 信号の挿入されたキャリア構造を有する伝送装置において、受信装置に、受信中の信号のシンボルでキャリア方向に挿入されている上記 C P 信号と、受信中の信号のシンボルより 1 シンボル前の同じキャリア位置にある C P 信号との間の相関値を算出する手段と、該算出した相関値の位相成分を受信装置の局部発振周波数の誤差として検出して当該局部発振周波数を制御する手段を有する構成である。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 互いに直交する複数本の搬送波(以下キャリアと称す)で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記キャリアが、キャリア方向には所定のキャリア間隔 M_c で、時間方向には連続的に、受信信号の復調の際に用いられるパイロット信号(以下CP信号と称す)の挿入されたキャリア構造を有する伝送装置において、該伝送装置の受信装置に、受信中の信号のシンボルでキャリア方向に挿入されている上記CP信号と、受信中の信号のシンボルより1シンボル前の同じキャリア位置にあるCP信号との間の相関値を算出する手段と、該算出した相関値の位相成分を上記受信装置の局部発振周波数の誤差として検出して当該局部発振周波数を制御する手段を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項2】 請求項1に記載の伝送装置において、上記CP信号の相関演算値を算出する手段から出力される複素ベクトルの相関値信号 ΣCP_0 を入力し、上記受信装置の局部発振周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出手段を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項3】 請求項1乃至2に記載の伝送装置において、上記CP信号の相関演算値を算出するCP信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルで上記CPが挿入されているキャリア(以下CPキャリアと称す)より少なくとも1本下側に隣接するキャリア(以下下隣接キャリアと称す)の信号と受信中の信号のシンボルより1シンボル前の同じ下隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 ΣCP_{-1} を出力する下隣接信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルの上記CPキャリアより少なくとも1本上側に隣接するキャリア(以下上隣接キャリアと称す)の信号と該受信中のシンボルより1シンボル前の同じ上隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 ΣCP_{+1} を出力する上隣接信号相関演算回路と、上記CP信号相関演算回路から出力される相関値信号 ΣCP_0 と、上記下隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 ΣCP_{-1} と、上記上隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 ΣCP_{+1} を入力し、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項4】 互いに直交する複数本の搬送波(以下キャリアと称す)で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記キャリアが、時間方向に所定のシンボル間隔 M_t で、キャリア方向に所定のキャリア間隔 $M_c \times M_t$ で、受信信号の復調の際の基準信号ベクトルを再生するのに用いられるパイロット信号(以下SP信号と称す)が挿入され、キャリア方向に上記SP信号の挿入される位置をシンボル毎に M_c キャリ

アずらして挿入されたキャリア構造を有する伝送装置において、該伝送装置の受信装置に、受信中の信号のシンボルでキャリア方向に挿入されている上記SP信号のキャリア(以下SPキャリアと称す)の信号と、 M_t シンボル前の同じキャリア位置にあるSPキャリアの信号との間の相関値を算出する手段と、該算出した相関値の位相成分を上記受信装置の局部発振周波数の誤差として検出して当該局部発振周波数を制御する手段を有することを特徴とする伝送装置。

10 【請求項5】 請求項4に記載の伝送装置において、上記SP信号の相関演算値を算出する手段から出力される複素ベクトルの相関値信号 ΣSP_0 を入力し、該相関値信号 ΣSP_0 を用いて、あるいは更に過去に連続するシンボルで算出した複数の相関値信号 ΣSP_0 を用いて、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項6】 請求項4乃至5に記載の伝送装置において、上記SP信号の相関演算値を算出するSP信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルで上記SPが挿入されているキャリア(以下SPキャリアと称す)より少なくとも1本下側に隣接するキャリア(以下下隣接キャリアと称す)の信号と受信中の信号のシンボルより1シンボル前の同じ下隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 ΣSP_{-1} を出力する下隣接信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルの上記SPキャリアより少なくとも1本上側に隣接するキャリア(以下上隣接キャリアと称す)の信号と該受信中のシンボルより1シンボル前の同じ上隣接キャリアの

20 信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 ΣSP_{+1} を出力する上隣接信号相関演算回路と、上記SP信号相関演算回路から出力される相関値信号 ΣSP_0 と、上記下隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 ΣSP_{-1} と、上記上隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 ΣSP_{+1} を用いて、あるいは更に過去に連続するシンボルで算出した複数組の相関値信号 ΣSP_0 、 ΣSP_{-1} 、 ΣSP_{+1} を用いて、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有することを特徴とする伝送装置。

30 【請求項7】 請求項4乃至6に記載の伝送装置において、上記SPキャリアの位置が異なる M_t 個のSP配置毎に、該SP配置のSPキャリアの信号と、 M_t シンボル前の同じキャリア位置にあるSPキャリアの信号との間の相関値を算出し、複素ベクトルの相関値信号 ΣSP_0 を出力する M_t 個のSP信号相関演算回路と、該 M_t 個のSP信号相関演算回路から出力される M_t 個の相関値信号 ΣSP_0 を入力し、受信中のシンボルに挿入されているSPキャリアの配置を表すSP配置番号信号を算出して出力するSP配置算出回路を有することを特徴と

40

【請求項8】 請求項4乃至6に記載の伝送装置において、上記SPキャリアの位置が異なる M_t 個のSP配置毎に、該SP配置のSPキャリアの信号と、 M_t シンボル前の同じキャリア位置にあるSPキャリアの信号との間の相関値を算出し、複素ベクトルの相関値信号 ΣSP_0 を出力する M_t 個のSP信号相関演算回路と、該 M_t 個のSP信号相関演算回路から出力される M_t 個の相関値信号 ΣSP_0 を入力し、受信中のシンボルに挿入されているSPキャリアの配置を表すSP配置番号信号を算出して出力するSP配置算出回路を有することを特徴と

50

3

する伝送装置。

【請求項8】 請求項4乃至7に記載の伝送装置において、S Pキャリアの位置が異なるM t個のS P配置毎に、該S P配置のS Pキャリアの信号と、受信中のシンボルよりM tシンボル前の同じキャリア位置に有るS Pキャリアの信号との間の相関値を算出し、複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を出力するM t個の上記S P信号相関演算回路と、該M t個のS P配置毎に、該S P配置のS Pキャリアより少なくとも1本下側に隣接するキャリア(下隣接キャリア)の信号と、該受信中のシンボルよりM tシンボル前の同じ下隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ を出力するM t個の下隣接信号相関演算回路と、該M t個のS P配置毎に、該S P配置のS Pキャリアより少なくとも1本上側に隣接するキャリア(上隣接キャリア)の信号と、該受信中のシンボルよりM tシンボル前の同じ上隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を出力するM t個の上隣接信号相関演算回路と、該M t個のパイロット信号相関演算回路から出力されるM t個の相関値信号 $\Sigma S P_0$ と、該M t個の下隣接信号相関演算回路から出力されるM t個の相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ と、該M t個の上隣接信号相関演算回路から出力されるM t個の相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を入力し、受信中のシンボルに挿入されているS Pキャリアの配置を表すS P配置番号信号を算出して出力するS P配置算出回路を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項9】 請求項4乃至8に記載の伝送装置において、上記S P信号相関演算回路が、少なくともM tシンボル以上の期間、同一のS P配置のS Pキャリアの信号の該相関値信号 $\Sigma S P_0$ を算出して出力する構造を有するS P信号相関演算回路であり、該S P信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma S P_0$ を入力し、受信中のシンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を含む過去M tシンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ から、受信中のシンボルに挿入されているS Pキャリアの配置を表すS P配置番号信号を算出して出力するS P配置算出回路を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項10】 請求項4乃至9に記載の伝送装置において、上記S P信号相関演算回路と上記下隣接信号相関演算回路と上記上隣接信号相関演算回路が、少なくともM tシンボル以上の期間、同一のS P配置のS Pキャリアの信号の該相関値信号 $\Sigma S P_0$ と下隣接キャリアの相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ と上隣接キャリアの相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を算出して出力する構造を有するS P信号相関演算回路と下隣接信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路であり、当該S P信号相関演算回路と下隣接信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路から出力される各々の相関値信号 $\Sigma S P_0$ と $\Sigma S P_{-1}$ と $\Sigma S P_{+1}$ を入力し、受信中のシンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ と $\Sigma S P_{-1}$ と ΣS

4

$\Sigma S P_{+1}$ を含む過去M tシンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ と $\Sigma S P_{-1}$ と $\Sigma S P_{+1}$ から、受信中のシンボルに挿入されているS Pキャリアの配置を表すS P配置番号信号を算出して出力するS P配置算出回路を有することを特徴とする伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、伝送方式として、互いに直交する複数本の搬送波(キャリア)で情報符号を10 伝送する直交周波数分割多重変調方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:以下、OFDM方式と称す)を用いた伝送装置であって、特にこのOFDM方式の複数本のキャリアを同期検波が用いられる変調方式(以下、同期変調方式と称す)で変調するOFDM方式の伝送装置の局部発振周波数(L o周波数)の同期再生方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、無線装置の分野では、マルチパスフェージングに強い変調方式として、OFDM方式が脚光を集め、欧州や日本を始めとする各国の次世代テレビ放送、FPU(Field Pick-up Unit)、無線LAN等の分野で多くの応用研究が進められている。この内、UHF帯の地上波ディジタル放送の開発動向と方式については、「映像情報メディア学会誌」1998 Vol. 5 2, No. 11に、詳しく開示されている。従来例として、日本のUHF帯の地上波ディジタル放送方式のシステム構成を取り上げて説明する。但し、このシステムは、非常に複雑な構成であるため、ここでは、本発明の理解に必要な範囲について簡単化して説明する。図18

30 30 は、この放送システムのキャリア構造を説明する図である。OFDM方式は、互いに一定の周波数 f_s の間隔を有する数百本からなる多数のキャリアを、それぞれシンボル周波数 $f_{s'} (= 1/T_{s'})$ でデジタル変調して伝送する方式である。ここで、 $T_{s'}$ はデジタル信号のシンボル周期である。日本の地上波ディジタル放送方式の場合、キャリア本数は約1400本であり、これらのキャリアが13セグメントの区間に分割されている。伝送する信号としては、3チャンネル(3階層)の情報符号まで同時に伝送でき、各階層が使用するセグメント数と

40 変調方式を自由に選択できる。この選択モードの内で、全セグメントを、64値直交振幅変調(64QAM:64 Quadrature Amplitude Modulation)等の同じ同期変調方式で変調するモードは、そのままFPU(Field Pick-up Unit)等の他の伝送装置にも適用可能である。ここでは、同期変調方式で変調するOFDM方式の伝送装置の従来例として、全セグメントを同じ64QAMで変調して、1階層の情報符号を伝送する場合を取り上げ、更に詳しく説明する。

【0003】図19は、同期変調方式で変調するセグメントのキャリア構造を、更に詳しく説明する図である。

ここで、1階層の情報符号の伝送に全セグメントを使用するモードの場合は、同様の構造がその帯域内に渡って繰り返されると考えて良い。図19において、横方向は周波数、縦方向は時間の経過を表し、横と縦の方向に並んだ四角印「□」は、それぞれが1つのキャリアを表す。従って、縦方向に並ぶ四角印「□」の1列が、OFDM信号を構成する1つのシンボルを表す。SPと書かれた四角印「□」は、復調の際の基準信号を再生するに用いられるパイロット信号の位置を示している。また、何も書かれていない「□」は、64QAMで変調された信号位置を表している。ここで、パイロット信号は周波数方向と時間方向にばらまかれた配置になっているため、SP(Scattered Pilot)と銘々されている。ただし、図19はSPの配置を模式的に示しただけであり、本来であれば記載しなければならない制御信号伝送用のTMCC(Transmission and Multiplexing Configuration Control)キャリア、付加情報AC(Auxiliary Channel)キャリアは、省略してある。実際の地上波ディジタル放送方式では、これらのTMCCとACといった特殊なデータで2相差動位相偏移変調(DBPSK:Differential Binary Phase Shift Keying)された、時間方向に連続した複数本のキャリアを、図19のキャリア構造の間にランダムに挿入して伝送している。また、地上波ディジタル放送方式では時間方向にSPがあるキャリアの横方向の間隔は3本間隔であるのに対し、図19では5本間隔に変更してある。これは後述の本発明の説明を表現し易いように変更したものであって、本質的な内容は変わらない。つまり、図19は、従来方式の1つのバリエーションと考えることができる。

【0004】OFDM方式の伝送装置の基本的なブロック構成を図20に示す。図の上側に示す送信装置では、伝送する情報符号を64QAM変調回路1で、64QAM方式の複素ベクトル信号(以下、64QAM信号と記す)に変調する。変調して得られた64QAM信号は、分配回路2で各キャリアに分配される。同時にパイロット(SP)信号、TMCC符号、AC符号等が挿入された後、IFFT回路3で逆離散フーリエ変換(IFFT:Inverse Fast Fourier Transform)される。この変換により、64QAM信号は、時間間隔 T_s' をシンボル周期とし、互いに周波数間隔 f_s 離れ、互いに直交する約1400本のキャリアから成るOFDM方式で多重化された、ベースバンドのOFDM信号に変換される。その後、ガードインターバル挿入回路4で、図21に示す様に、OFDM信号の各シンボルの終わりの部分を、斜線で示す前のシンボル部分にコピーして付け加えることにより、ガードインターバルを追加する。このガードインターバルは、マルチパスフェージングに対する耐性を増すために挿入するものであるが、本発明の目的とは直接関係がないので、詳細な説明は省略する。ガードインターバルの付加されたOFDM信号は、さらにミキサ

5に入力し、高周波の送信側局部(Lo)発振器6で発生した送信側局発信号Lo'によって、高周波数帯の信号に周波数変換された後、電力増幅され送信アンテナ7から送信される。

【0005】一方、図の下側に示す受信装置では、受信アンテナ8で受信した受信信号を、増幅した後、ミキサ9に入力する。そして、増幅された受信信号は、ミキサ9で受信側局部(Lo)発振器10で発生した受信側局発信号Loにより周波数変換され、多重化されたベース10バンドのOFDM信号が再生される。このOFDM信号は、更にFFT回路11で離散フーリエ変換(FFT)され、各キャリアのベースバンドの複素ベクトル信号Z(n_s, n_c)に分離される。但し、n_sは受信信号のシンボル番号を、n_cは分離されたキャリアのキャリア番号を表す。分離された各キャリアの複素ベクトル信号Z(n_s, n_c)は、結合回路12で分配回路2と逆の手順で元の時間順序に並べ替えられて、時間的に連続した64QAM信号に戻される。そして、64QAM復調回路13で情報符号に復調されて出力される。上記の回路20の説明では省略したが、受信信号を復調するには、FFT回路11を駆動するために、受信装置で発生しているクロックの周波数とシンボル周期、及びキャリア周波数をベースバンドの周波数にダウンコンバートするための局部発振周波数(Lo周波数)の各同期を、受信信号自身が持つ同じ各同期に引き込む必要がある。そのためには、これら各同期のずれ量を精度良く検出し、周波数のずれを補正する必要がある。そのため、受信装置においては、各同期のずれ量の検出は、非常に重要な要素になっている。同期検出回路14は、この同期の検出を30実施する回路である。この同期引き込み方法については地上波ディジタル放送方式には特に規定はないが、「映像情報メディア学会誌」技術報告 Vol. 23, No. 28に、同期引き込み方法の一例が開示されている。

【0006】この開示された方法では、局発周波数のキャリアの本数単位の周波数ずれ量は、TMCC、AC、SPを伝送するために挿入したキャリアの位置に関する高いランダム性を利用し、前もって定めたキャリア位置と、受信され復調された信号のTMCC等のキャリア位置との間のキャリア位置に対する相関値を求めて検出している。また、局発周波数の1本のキャリア間隔以内の小さな周波数ずれ量は、図21のガードインターバル信号とコピー元の信号との相関(ガード相関)の演算で得られるガード相関ベクトルの、位相の和からその誤差を検出している。ここで、前者を、キャリア本数単位の粗い調整用の誤差の検出と言う意味で、粗調用誤差検出と記し、後者を、細かな調整用の誤差検出と言う意味で、微調用誤差検出と記す。

【0007】

50 【発明が解決しようとする課題】ところで、上記の従来

の同期の引き込み方法では、粗調用誤差検出のためにはランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアが必要になる。そのため、F P U等の地上波ディジタル放送方式以外の伝送装置に適用しようとすると、そのキャリア構造に大きな制約が生じる問題が発生する。また、この方法では、局発(L o)周波数が、例えば、1.6本分ずれている時は、一旦正確に2本分ずれた周波数に引き込み、T M C C等のキャリアの信号を復調できるようにならなければ、本数単位のずれを検出することができない。そのため、初期同期の引き込み時間が長くなる欠点がある。また、上記従来の同期の引き込み方法では、微調用誤差検出は、ガード相関で得られるガード相関ベクトルを用いている。しかし、ガード相関は、雑音に近い波形を持つO F D M信号どうしの相関を求めるものである。そのため、O F D M信号の雑音に近い波形が反映して、ガード相関ベクトルは非常に雑音の多い信号となる。図22は、ガードインターバル長が64クロックの場合のガード相関ベクトルの振幅波形を、複数本重ねて表示した様子を示す模式図であるが、図から明らかなように、実際、ガード相関ベクトルのS N比はあまり良いものではない。一方、L o周波数の制御信号に混入する雑音は、そのままL o周波数の揺らぎとなって現れる。更には64Q A Mの復調信号に混入し、復調信号の雑音性能を劣化させる問題を発生させる。そのため、64Q A Mの復調中に常に駆動する微調用誤差検出には、雑音の小さい検出方法が要求される。上記ガード相関ベクトルの雑音を低減するには、ガードインターバル長をできるだけ長くする必要があるが、F P U等の地上波ディジタル放送方式以外の伝送装置に適用しようとすると、ガードインターバル長に大きな制約が生じる問題が発生する。本発明の目的は、ランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアを用いずに、粗調用誤差検出を実施できる同期再生方法を提供することにある。

また、ガードインターバル長に対する制約もなくて、微調用誤差検出を高S N比で実施できる同期再生方法を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明は上記目的を達成するため、互いに直交する複数本の搬送波(キャリア)で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記キャリアが、キャリア方向には所定のキャリア間隔M cで、時間方向には連続的に、受信信号の復調の際に用いられるパイロット信号(C P信号)の挿入されたキャリア構造を有する伝送装置において、該伝送装置の受信装置に、受信中の信号のシンボルでキャリア方向に挿入されている上記C P信号と、受信中の信号のシンボルより1シンボル前の同じキャリア位置にあるC P信号との間の相関値を算出する手段と、該算出した相関値の位相成分を上記受信装置の局部発振周波数の誤差として検出して当該局部発振周波数を制御する手段を有する伝送装置としたものである。またこの伝送装置において、上記S P信号の相関演算値を算出する手段から出力される複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を入力し、該相関値信号 $\Sigma S P_0$ を用いて、または更に過去に連続するシンボルで算出した複数の相関値信号 $\Sigma S P_0$ を用いて、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有するものである。さらにこの伝送装置において、上記S P信号の相関演算値を算出するS P信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルで上記S Pが挿入されているキャリア(S Pキャリア)より少

を有する伝送装置としたものである。また、この伝送装置において、上記C P信号の相関演算値を算出する手段から出力される複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma C P_0$ を入力し、上記受信装置の局部発振周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出手段を有するものである。さらにこの伝送装置において、上記C P信号の相関演算値を算出するC P信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルで上記C Pが挿入されているキャリア(C Pキャリア)より少なくとも1本下側に隣接するキャリア(下隣接キャリア)の信号と受信中の信号のシンボルより1シンボル前の同じ下隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma C P_{-1}$ を出力する下隣接信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルの上記C Pキャリアより少なくとも1本上側に隣接するキャリア(上隣接キャリア)の信号と該受信中のシンボルより1シンボル前の同じ上隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma C P_{+1}$ を出力する上隣接信号相関演算回路と、上記C P信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma C P_0$ と、上記下隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma C P_{-1}$ と、上記上隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma C P_{+1}$ を入力し、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有する構成としたものである。

【0009】また、互いに直交する複数本の搬送波(キャリア)で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記キャリアが、時間方向に所定のシンボル間隔M tで、キャリア方向に所定のキャリア間隔M c × M tで、受信信号の復調の際に用いられるパイロット信号(S P信号)が挿入され、キャリア方向に上記S P信号の挿入される位置をシンボル毎にM cキャリアずらして挿入されたキャリア構造を有する伝送装置において、該伝送装置の受信装置に、受信中の信号のシンボルでキャリア方向に挿入されている上記S P信号のキャリア(S Pキャリア)の信号と、M tシンボル前の同じキャリア位置にあるS Pキャリアの信号との間の相関値を算出する手段と、該算出した相関値の位相成分を上記受信装置の局部発振周波数の誤差として検出して当該局部発振周波数を制御する手段を有する伝送装置としたものである。またこの伝送装置において、上記S P信号の相関演算値を算出する手段から出力される複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を入力し、該相関値信号 $\Sigma S P_0$ を用いて、または更に過去に連続するシンボルで算出した複数の相関値信号 $\Sigma S P_0$ を用いて、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有するものである。さらにこの伝送装置において、上記S P信号の相関演算値を算出するS P信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルで上記S Pが挿入されているキャリア(S Pキャリア)より少

なくとも1本下側に隣接するキャリア(下隣接キャリア)の信号と受信中の信号のシンボルより1シンボル前の同じ下隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ を出力する下隣接信号相関演算回路と、受信中の信号のシンボルの上記SPキャリアより少なくとも1本上側に隣接するキャリア(上隣接キャリア)の信号と該受信中のシンボルより1シンボル前の同じ上隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を出力する上隣接信号相関演算回路と、上記SP信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma S P_0$ と、上記下隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ と、上記上隣接信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を用いて、あるいは更に過去に連続するシンボルで算出した複数組の相関値信号 $\Sigma S P_0, \Sigma S P_{-1}, \Sigma S P_{+1}$ を用いて、上記受信装置の局部周波数の誤差を表す誤差信号を算出して出力する誤差信号算出回路を有する構成としたものである。

【0010】またこの伝送装置において、上記SPキャリアの位置が異なる M_t 個のSP配置毎に、該SP配置のSPキャリアの信号と、 M_t シンボル前の同じキャリア位置にあるSPキャリアの信号との間の相関値を算出し、複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を出力する M_t 個のSP信号相関演算回路と、該 M_t 個のSP信号相関演算回路から出力される M_t 個の相関値信号 $\Sigma S P_0$ を入力し、受信中のシンボルに挿入されているSPキャリアの配置を表すSP配置番号信号を算出して出力するSP配置算出回路を有するものである。またこの伝送装置において、SPキャリアの位置が異なる M_t 個のSP配置毎に、該SP配置のSPキャリアの信号と、受信中のシンボルより M_t シンボル前の同じキャリア位置に有るSPキャリアの信号との間の相関値を算出し、複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を出力する M_t 個の上記SP信号相関演算回路と、該 M_t 個のSP配置毎に、該SP配置のSPキャリアより少なくとも1本下側に隣接するキャリア(下隣接キャリア)の信号と、該受信中のシンボルより M_t シンボル前の同じ下隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ を出力する M_t 個の下隣接信号相関演算回路と、該 M_t 個のSP配置毎に、該SP配置のSPキャリアより少なくとも1本上側に隣接するキャリア(上隣接キャリア)の信号と、該受信中のシンボルより M_t シンボル前の同じ上隣接キャリアの信号の間の相関値を算出し、算出した複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を出力する M_t 個の上隣接信号相関演算回路から出力される M_t 個の相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ と、該 M_t 個の上隣接信号相関演算回路から出力される M_t 個の相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を入力し、受信中のシンボルに挿入さ

れているSPキャリアの配置を表すSP配置番号信号を算出して出力するSP配置算出回路を有するものである。

【0011】更にまた、この伝送装置において、上記SP信号相関演算回路が、少なくとも M_t シンボル以上の期間、同一のSP配置のSPキャリアの信号の該相関値信号 $\Sigma S P_0$ を算出して出力する構造を有するSP信号相関演算回路であり、該SP信号相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma S P_0$ を入力し、受信中のシンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ を含む過去 M_t シンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ から、受信中のシンボルに挿入されているSPキャリアの配置を表すSP配置番号信号を算出して出力するSP配置算出回路を有するものである。またこの伝送装置において、上記SP信号相関演算回路と上記下隣接信号相関演算回路と上記上隣接信号相関演算回路が、少なくとも M_t シンボル以上の期間、同一のSP配置のSPキャリアの信号の該相関値信号 $\Sigma S P_0$ と下隣接キャリアの相関値信号 $\Sigma S P_{-1}$ と上隣接キャリアの相関値信号 $\Sigma S P_{+1}$ を算出して出力する構造を有するSP信号相関演算回路と下隣接信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路であり、当該SP信号相関演算回路と下隣接信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路から出力される各相関値信号 $\Sigma S P_0$ と $\Sigma S P_{-1}$ と $\Sigma S P_{+1}$ を入力し、受信中のシンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ と $\Sigma S P_{-1}$ と $\Sigma S P_{+1}$ を含む過去 M_t シンボルの相関値信号 $\Sigma S P_0$ と $\Sigma S P_{-1}$ と $\Sigma S P_{+1}$ から、受信中のシンボルに挿入されているSPキャリアの配置を表すSP配置番号信号を算出して出力するSP配置算出回路を有する構成としたものである。

【0012】同期検波に対応する同期変調方式を用いるOFDM方式では、通常、パイロット信号の挿入されたキャリア構造を用いる。本発明では、粗調用の局部(L_o)周波数の誤差検出も微調用の L_o 周波数の誤差検出も、このパイロット信号を用いて検出する。そのため、従来の様な、ランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアを必要としない。その結果、用途に合わせたキャリア構造を検討する際、特殊なキャリアの配置や本数に対する制約を気にせずに、用途に適したキャリア構造を自由に設定することができる効果が得られる。

また、本発明の誤差検出処理ではガードインターバルを用いないので、ガードインターバル長についても、大きな制約無く自由に設定することができる効果が得られる。また、従来の粗調用誤差検出では、本数単位でそれた周波数に一旦引き込み、TCCC等のキャリアの信号を復調できるようにしなければ、本数単位のそれを検出することができない。そのため、初期同期の引き込み時間が長くなる欠点があった。しかし本発明では、その時の L_o 周波数のずれの量如何に関わらず、何時でも L_o 周波数のずれを検出できる。そのため、初期同期の引き込み時間も短くできる効果が得られる。また、上記

従来の同期の引き込み処理では、微調用誤差検出は、ガード相関で得られるガード相関ベクトルを用いている。

OFDM信号は、周波数が異なる多数本のキャリアが混合されているため、その時間波形が雑音に近い波形になっていた。これに対して本発明では、OFDM信号に含まれる1本1本の信号を分離し、その中のパイロット信号を取り出して相関値を求める。即ち、多数本のキャリアが混合されているOFDM信号と異なり、1本1本のパイロット信号のSN比は、64QAMで変調されたキャリアの信号と同じ良好なSN比の信号である。そのため、算出される相関値も、ガード相関ベクトルに比べ、SN比の高い相関値が得られる。そして、微調用誤差検出においても、雑音の少ない検出を実施することができる。このように、本発明を用いると、ランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアを用いずに、粗調用誤差検出を実施することができるようになる。また、ガードインターバル長に対する制約もなく、微調用誤差検出を高SN比で実施することができるようになる。

【0013】

【発明の実施の形態】本発明によるLo周波数のずれを検出する回路の第1の実施例を、図1に示し説明する。*

$$\Sigma C P_0(n_s) = \sum_m \{ C P(n_s, 1+m \times M_c) \times C P^*(n_s-1, 1+m \times M_c) \} \quad (1)$$

ここで、 M_c はパイロット信号CPをキャリア方向に挿入するキャリア間隔、 m は整数0, 1, ..., $H-1$ 、 H は1シンボル内のパイロット信号キャリアの本数で、 $(1+m \times M_c)$ はCPキャリアが挿入されるキャリアの番号を表す。図2の場合、 $M_c = 5$ となる。また、 $C P^*(\cdot)$ は $C P(\cdot)$ の複素共役複素数を表し、 Σ_m は整数 m に関して和を取ることを表す。

【0014】CP相関演算回路110から出力した相関値信号 $\Sigma C P_0(n_s)$ は、微調用の誤差信号算出回路150に入力し、Lo周波数のずれ量を表す誤差信号を算出するが、その説明に入る前に、上記式(1)の意味を、更に詳しく説明しておく。一般に、複素ベクトルの信号 $C P(n_s, 1+m \times M_c)$ の位相は、マルチパスフェージング等の影響により、そのキャリア位置によって大きく変化する。しかし、1シンボル前の同じキャリアの信号 $C P(n_s-1, 1+m \times M_c)$ の位相とはほぼ等しく、上記式(1)の{}内の、複素乗算で得られる複素ベクトルの方向は、どのキャリア位置のCP信号においても、ほぼ実軸(I軸)の方向に向いた複素ベクトルとなる。複素乗算で得られる複素ベクトルの位相角のI軸方向からのずれ量は、1シンボルの間のCP信号の位相の回転速度を表し、Lo周波数のずれの量に比例する。

【0015】図3は、上記式(1)の演算を模式的に示したものである。図中の各実線の矢印は、式(1)の{}内の複素乗算で得られる複素ベクトルを表してい

* 本実施例では、図19の従来のキャリア構造とは異なり、図2の様に、パイロット信号が時間方向に連続的に挿入されているキャリア構造にする。なお、図19の様にパイロット信号がまばらに挿入されるSPとの差を明確にするため、図2では、パイロット信号を挿入する位置を表す記号を、連続性を強調したCP(Continual Pilot)に変えて示している。同期引き込み手順としては順序が逆になるが、説明の都合上、まず微調用誤差検出の方法について説明する。図1のパイロット信号(CP)相

10 関演算回路110と微調用の誤差信号算出回路150が、微調用誤差検出に係する回路である。図1において、各キャリアの信号に展開されたFFT回路111の出力信号は、CP相関演算回路110に入力される。CP相関演算回路110では、図2のCPが挿入されているキャリア(CPキャリア)の、受信中のシンボル n_s の信号 $C P(n_s, 1+m \times M_c)$ と、受信中のシンボルより1シンボル前のシンボル(n_s-1)の同じキャリア位置にある信号 $C P(n_s-1, 1+m \times M_c)$ との間の相関値を算出して出力する。更に具体的には、次式に

20 従って、CPの複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma C P_0(n_s)$ を算出して出力する。

る。また、各矢印の先の円は、その複素ベクトルが持つ雑音を表す。各複素ベクトルの方向は、雑音のために1本1本その方向が大きく変化するが、加算後の複素ベクトルの位相角は、式(1)の{}内の複素乗算で得られる複素ベクトルの位相角の平均値、つまりLo周波数のずれ量を表す位相角にほぼ等しい位相角を持つ複素ベクトルになる。この時、加算後の複素ベクトルの振幅は、CPキャリアの本数であるH本倍に大きくなるのに対し、雑音成分は \sqrt{H} 倍にしか増加しない。そのため、加算後の複素ベクトルは、非常にSN比が高い信号となる。仮に受信したOFDM信号のCN比が、64QAMで符号誤り率 10^{-2} となって使用に耐えない雑音レベルである値22dBであったとしても、例えば80本のCPキャリアの加算をすると、加算後の複素ベクトルのSN比は、 $22dB - 3dB + 19dB = 38dB$ となる。ここで $-3dB$ は複素乗算による雑音の増加量であり、 $19dB$ は加算による雑音の低減量 $10 \times \log(80)$ である。この結果は、式(1)で求めたCP信号の相関値信号の雑音成分を、ほとんど無視することができる事を示している。しかも、本方法では、選択性フェージングで一部のCP信号のレベルが異常に低下した場合、その影響を自動的に低減できる効果が得られる。即ち、上記式(1)では複素乗算によってCP信号の振幅が2乗されるため、選択性フェージングでレベルが低下したCP信号の複素乗算後の信号の振幅は更に小さくなり、上式の加算結果にほとんど寄与しなくな

13

る。そのため、レベルが低下したCP信号に混入している雑音の影響を、最低限に押さえることができる。逆に、レベルが増大し、SN比が高くなっているCP信号の寄与は非常に大きくなり、加算して得られる相関値信号のSN比を大きく上げる効果が得られる。

【0016】以上の知識を基に、再び微調用誤差検出の方法について説明する。図1において、CP相関演算回路110から出力した非常に高いSN比を有する複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma CP_0(ns)$ は、微調用の誤差信号算出回路150に入力し、Lo周波数の微調整に用いる誤差信号 $d f_d$ を算出して出力する。上記したように、算出された相関値信号 $\Sigma CP_0(ns)$ のI軸からの位相角のずれ量 $\theta_{\Sigma CP}$ は、Lo周波数のずれの量に比例する。従って、最も正確な方法は、相関値信号 ΣCP *

$$\theta_{\Sigma CP} = Q_{\Sigma CP} / |I_{\Sigma CP}|$$

ここで、相関値信号 $\Sigma CP_0(ns)$ の虚部を $Q_{\Sigma CP}$ 、実部を $I_{\Sigma CP}$ と記した。但し、この近似式では、 $\theta_{\Sigma CP}$ が45度を越えると、右辺の値が急激に増大し、図4の破線で示す曲線の様に、90度において無限大に発散する。そのため、実際には、90度近傍ではこの近似式は使用できない。また、上記式(2)のみでは、90度

0 ≤ $a b s q_{\Sigma CP} < 1$ の時は、

$$d f_d = \sin(Q_{\Sigma CP}) \cdot a b s q_{\Sigma CP}$$

1 ≤ $a b s q_{\Sigma CP}$ の時は、

$$d f_d = \sin(Q_{\Sigma CP}) \cdot 1$$

$I_{\Sigma CP} \leq 0$ の時は、

$$d f_d = \sin(Q_{\Sigma CP}) \cdot 1$$

とする。ここで、 $\sin(Q_{\Sigma CP})$ は、 $Q_{\Sigma CP}$ の極性を表す。

【0018】この誤差信号 $d f_d$ の値を図4に示すと、実線のような曲線になる。ここで、Lo周波数のずれの量は、同期を引き込んだ状態では、通常、数度以下の誤差量になる。そのため、上記の不等式で求めた $d f_d$ は、非常に良い近似であり、位相角 $\theta_{\Sigma CP}$ のラジアン値に一致する。従って、Lo周波数を制御するループのゲインを容易に設定することができ、安定したループ系を組むことが可能になる。一方、 $\theta_{\Sigma CP}$ が45度以上ずれた時、特に90度以上ずれた時の $d f_d$ の値は、その角度に見合うラジアン値に比べて小さな値になる。そのため、通常の引き込み状態で最適になるループゲインに調整しておくと、この時の引き込み時定数が長くなる欠点がある。しかし、一度同期を引き込んだ後は、この様に大きな周波数ずれが生じるのはまれである。しかも、例え起こったとしても、確実に同期を引き込むことができることに変わりない。なお、図4の折れ点として、 $a b s q_{\Sigma CP} = 1$ と成る点を選んだが、任意の値に選ぶことができる。但し、回路製作上、 $a b s q_{\Sigma CP} = 2$ 等の2の幂乗の値に選ぶのが有利である。この様に、図1のCP相関演算回路110と微調用の誤差信号算出回路150を用いると、ガードインターバルの長さ

14

* $\theta_{\Sigma CP}$ の位相角を直接算出し、微調用の誤差信号 $d f_d$ として出力すればよい。しかし、一般に複素ベクトルの正確な位相角を算出する回路は、回路規模が大きくなる欠点がある。ところで、Lo周波数を制御する信号は、必ずしも正確にLo周波数のずれ量に比例する値である必要はない。その値の減少傾向あるいは増加傾向の方向が一致していれば、誤差信号 $d f_d$ として用いることができる。

【0017】この条件を満たし、且つ比較的規模の小さい回路で実現できる誤差信号の算出方法の例を次に説明する。この算出方法では、相関値信号 $\Sigma CP_0(ns)$ の位相角 $\theta_{\Sigma CP}$ が充分小さい範囲では、次の近似式が成り立つことを利用する。

(2)

※度以上の位相誤差が生じるような、Lo周波数の大きなずれを検出することはできない。そこで、上記式(2)の近似式を次式の不等式に改良する。即ち、まず、 $|Q_{\Sigma CP}| / |I_{\Sigma CP}|$ の値を求めておく。ここでは、この値を $a b s q_{\Sigma CP}$ と記す。

20

(3)

に依存することなく、しかもガード相関よりSN比が充分高い相関値を用いて、精度の高い微調用誤差検出を実施することができる。

【0019】順序は逆転したが、次に図1の回路における粗調整用誤差検出の方法について説明する。図1において、粗調整用の誤差量の検出は、上記CP相関演算回路110から出力される複素ベクトルの相関値信号 $\Sigma CP_0(ns)$ に加え、さらに下隣接信号相関演算回路120と上隣接信号相関演算回路130から出力される相関値信号 $\Sigma CP_{-1}(ns)$ と $\Sigma CP_{+1}(ns)$ を用いて実施する。この内、下隣接信号相関演算回路120には、CP相関演算回路110と同様に、FFT回路11の出力信号を入力し、CP相関演算回路110と同じ演算を実施する。但し、CPキャリアの相関値を算出するのではなく、その1本下に隣接するキャリアに対する相関値を算出する。更に具体的には、受信中のシンボル n_s のCPキャリアの隣のキャリアの信号 $Z(ns, (1+m \times M_c)-1)$ と、受信中のシンボルより1シンボル前のシンボル (n_s-1) の同じキャリア位置にある信号 $Z(ns-1, (1+m \times M_c)-1)$ との間の相関値である相関値信号 $\Sigma CP_{-1}(ns)$ を算出して出力する。全く同様に、上隣接信号相関演算回路130にもFFT回路11の出力信号を入力し、CP相関演算回路110と同じ演算を実

施する。ただし、上隣接信号相関演算回路130は、下隣接信号相関演算回路120とは逆に、CPキャリアより1本上に隣接するキャリアに対する相関値を算出する。更に具体的には、受信中のシンボルnsのCPキャリアの隣のキャリアの信号Z(ns, (1+m×Mc)+1)と、受信中のシンボルより1シンボル前のシンボル(ns-1)の同じキャリア位置にある信号Z(ns-1, (1+m×Mc)+1)との間の相関値である相関値信号ΣCP+1(ns)を算出して出力する。

【0020】これらの回路で実施される演算は、CP相関演算回路110で実施される演算と全く同様であり、相関値信号ΣCP-1(ns)とΣCP+1(ns)は、相関値信号ΣCP0(ns)と同様に、非常に高いSN比を有している。実際、これら3つの回路は、演算に用いるキャリアを互いに1キャリアずつずらすことを除けば、全く同じ回路構成の回路を用いることができる。CP相関演算回路110と下隣接信号相関演算回路120と上隣接信号相関演算回路130から出力された、相関値信号ΣCP0(ns)とΣCP-1(ns)とΣCP+1(ns)は、粗調用の誤差信号算出回路140に入力し、ここで粗調用の誤差信号dfrを算出して出力する。この回路で実施する算出方法を説明する前に、Lo周波数がずれている時の、相関値信号ΣCP0(ns), ΣCP-1(ns), ΣCP+1(ns)の間の関係について簡単に説明しておく。

【0021】図5は、受信装置のLo周波数が受信信号のCPキャリアの搬送波周波数より0.7本分ずれた場合の状態を表す説明図である。横軸は周波数軸で、キャリア位置に太線の目盛を付してある。この目盛に0と付されたキャリアは、受信装置のキャリアカウンタが示すCPキャリアの位置を示す。また太い矢印は、受信信号のCPの周波数位置と、その大きさを示している。太い矢印のCP信号を持つ受信信号をFFT回路11で各キャリアに展開すると、細い矢印で示す信号が各キャリアの信号として得られる。ここで、破線の曲線はサイン関数の曲線である。複素ベクトルの相関値信号は、式(1)に従って、細い矢印の信号を複素乗算した後、H本分加算したものであり、図5とほぼ同じ関係を有している。ところで、受信信号にはCP信号の他に、太い破線の矢印で示す隣接キャリアの信号も含まれる。

そのため、FFT回路11で展開される各キャリアには、細い矢印で示すCP信号の成分の他に、太い破線の矢印の信号による成分も混入する。しかし、太い破線の矢印で示す隣接キャリアは、64QAMで変調されているため、位相がランダムに変化するキャリアであり、混入する成分の位相もランダムに分布する。そのため、CP信号の複素乗算で得られる複素ベクトルの位相が、どのCPでもほぼ同一で、相関値を求める際の加算によってH本倍されるのに対し、太い破線の矢印で示す隣接キャリアから混入する成分は、互いに打ち消されて小さくなる。

くなる。その結果、相関値信号ΣCP0(ns), ΣCP-1(ns), ΣCP+1(ns)は、細い矢印で示すCP信号の成分のみから成ると近似することができる。

【0022】以上の事実を基に、粗調用の誤差信号算出回路140における粗調整用の誤差信号dfrの算出方法について説明する。まず、誤差信号算出回路140に入力された3つの相関値信号ΣCP0(ns), ΣCP-1(ns), ΣCP+1(ns)の振幅の大きさを比較し、振幅値が最大になるキャリアを求める。そして、相関値信号ΣCP0(ns)の振幅値が最大の時は、dfr=0ラジアン(0本分)とし、相関値信号ΣCP-1(ns)の振幅値が最大の時はdfr=-2πラジアン(-1本分)とし、更に相関値信号ΣCP+1(ns)の振幅値が最大の時はdfr=+2πラジアン(+1本分)とする。この演算により、±0.5本分の精度で、Lo周波数のずれ量を算出することができる。例えば、図5の場合、太い矢印で示すCP信号の周波数に最も近いキャリア位置の相関値信号ΣCP+1(ns)の振幅値が最も大きくなる。そのため、dfr=+2πラジアンとなり、±0.5本の精度で、Lo周波数が+1本分だけずれていることを検出できる。

【0023】この相関値信号の振幅を用いる方法は、更に検出精度を上げることができる。その方法は、特開平11-4209号公報に記載されている、CW信号を用いるLo周波数ずれ量算出方法を、3つの相関値信号に対して適用するものである。この算出方法の中から1つを取り上げ、本発明への適用例を示す。この算出方法は、図5において最大の振幅値Rmaxを与える相関値信号のキャリア番号をnmax、次に大きな振幅値Rnextを与える相関値信号のキャリア番号をnnextとするとき、太い矢印で示すCP信号の位置は、近似的に、次式で表せることを利用する。

$$dfr = 2\pi \times [(R_{max} \times n_{max} + R_{next} \times n_{next}) / (R_{max} + R_{next})]$$

ここで、図5の場合、nmax=+1, nnext=0となる。但し、演算量を更に減らすため、次の不等式による近似計算で、誤差信号dfrを算出する。Rmax/2 > Rnext の時は、

$$dfr = 2\pi \times n_{max} + 0 \text{ ラジアン}$$

Rmax/2 ≤ Rnext の時は、

$$dfr = 2\pi \times (n_{max} + n_{next}) / 2 \text{ ラジアン}$$

この演算により、約±1/4本分の精度で、Lo周波数のずれを検出することができる。更に細かい値を求めるには、Rmax/4等、更に小さなビットシフトでの除算値、あるいはそれらの間の加減算値との比較を実施すれば良い。この様に、図1のCP相関演算回路110と下隣接信号相関演算回路120と上隣接信号相関演算回路130と粗調用の誤差信号算出回路140を用いると、TMC等の様なランダム性の高い配置を持つ多数の特殊なキャリアを用いずに、キャリア本数単位のLo周波数のずれを検出することができる。

17

○周波数のずれ量を検出することができる。しかも、本数単位でずれた周波数に一旦引き込んでから、本数単位のずれ量を検出する様な、無駄な操作を実施することなく、直ちに本数単位のずれ量、場合によっては本数単位以下のずれ量をも検出することができる。

【0024】図1のLo周波数の粗調整用の誤差信号算出回路160は、上記粗調整用の誤差信号算出回路140と微調整用の誤差信号算出回路150から出力される誤差信号dfrとdfaから、最終的なLo周波数の制御信号を算出する回路である。図6にこの回路の構成例を示す。粗調整用の誤差信号dfrは、 $1/A_r$ 倍された後に、誤差信号選択回路161に入力する。同様に、微調整用の誤差信号dfaも、 $1/A_d$ 倍された後、誤差信号選択回路161に入力する。ここで、ArとAdは、それぞれ粗調整用の制御系のループゲインを規定する定数と、微調整用の制御系のループゲインを規定する定数である。ここで $A_r < A_d$ となる値に設定すれば、粗調整での時定数を微調整の時定数より短くし、初期の同期引き込み時間の短縮を図ることができる。一方、粗調整用誤差信号dfrは、同時に粗調整保護回路162にも入力する。粗調整保護回路162では、 $dfr = 0$ と成了った時は、Lo周波数が粗調整検出の精度内で、粗調整での同期が引き込まれていることを表す、粗調整保護信号Hを出力する。逆に、一定数のシンボルの間、連続して $dfr \neq 0$ となつた時は、粗調整が引き込まれている状態を解除し、再度粗調整を実施する必要があることを示す粗調整保護信号Lを出力する。誤差信号選択回路161には、誤差信号 dfr/A_r と dfa/A_d 、さらに粗調整保護信号を入力し、2つの誤差信号の中から1つを選択して、制御用の誤差信号dFとして出力する。即ち、粗調整保護信号が連続して $dfr \neq 0$ であることを表す信号Lの時は、 dfr/A_r を選択してdFとして出力し、Lo周波数の粗調整を実施する。

【0025】一方、粗調整保護信号が $dfr = 0$ であることを表す信号Hの時は、 dfa/A_d を選択してdFとして出力し、Lo周波数の微調整を実施する。誤差信号選択回路161から出力した誤差信号dFは、積分回路163に入力して積分され、積分により得た制御信号Vcontを、図1のLo周波数の粗調整用の誤差信号算出回路160の出力信号として出力する。このようにしてCPの相関値から求め、Lo周波数の粗調整用の誤差信号算出回路160から出力された制御信号VcontをVCO170に入力すると、Lo周波数にキャリア本数単位の大きなずれが生じている時は、粗調整用の粗い補正が施された制御信号が加えられ、本数以下の微細なずれが生じている時は、微調整用の微細な補正が施された制御信号が加えられる。これにより、Lo周波数は、その周波数のずれの大きさに因らず、迅速で且つ滑らかに、受信信号の搬送波周波数に同期させることができる。この様に、本実施例を用いると、同期変調方式を用いるOFDM方式で、通常挿入されるパイロット信

号を用いて、Lo周波数の粗調整用の誤差検出も微調整用の誤差検出も実施できる。そのため、従来の様な特殊なキャリアの配置や本数に対する制約を気にせずに、用途に適したキャリア構造を、自由に設定することができるようになる効果が得られる。同様に、ガードインターバル長に対する大きな制約を気にせずに、信号の構造を検討することができるようになる効果が得られる。また、Lo周波数のずれの大きさに因らず、迅速で且つ滑らかに、受信信号の搬送波周波数に同期させることができる、初期同期の引き込み時間も短縮できる効果が得られる。更には、微調整用の誤差検出を、高SN比で実施することができる効果が得られる。

【0026】次に、本発明によるLo周波数のずれを検出する回路として、第2の実施例を図7に示し、以下に説明する。本実施例は、第1の実施例の考え方を、図19に示すような、パイロット信号SPが、ばらまかれているキャリア構造の場合に適用するものである。即ち、本実施例では、CP信号の相関値を求める代わりに、SP信号の相関値を求め、その相関値の位相角と振幅の大きさを用いて誤差信号を算出する。但し、図19のキャリア構造では、パイロット信号SPが時間方向に間欠的に挿入されている。それと共に、SPが挿入されているキャリア位置が、図19に一点鎖線15で示すシンボルのSP位置(SP配置0)、次(1つ下)のシンボルのSP位置(SP配置1)、・・・、4番目のシンボルのSP位置(SP配置3)というように、SP配置0からSP配置3までのSPの配置が繰り返され、シンボル毎にSPのキャリア位置が移動する点が第1の実施例と大きく異なる。この状況に対応させるため、図7の回路では、図19に示す、キャリア方向のSPの配置の種類の数と同じ、4個のパイロット信号(SP)相関演算回路210～213が設けられている。更に、それぞれ受信中のシンボルnsのキャリアと、時間方向のSPの間隔と同じ、Mtシンボル前のキャリア(ns-Mt)との間の相関値を算出するように変更されている。すなわち、SP配置0のパイロット信号相関演算回路210では、受信中のシンボルns(SP配置0)のSP位置にある信号Z(ns, 1+m×Mc×Mt)と、受信中のシンボルよりMtシンボル前のシンボル(ns-Mt)で、同じキャリア位置にある信号Z(ns-Mt, 1+m×Mc×Mt)との間で、上記式(1)と同様の演算を実施し、SP配置0の相関値信号ΣSP⁽⁰⁾(ns)を算出して出力する。ここでMcは、時間方向にSPが挿入されているキャリア(パイロットキャリア)の間隔数である。図19では、Mt=4, Mc=3となる。なお、上記の説明でSP()とせず、Z()としたのは、受信中のシンボル番号によっては、(1+m×Mc×Mt)番のキャリアが、SPであるとは限らないためである。

【0027】同様に、SP配置1のパイロット信号相関演算回路211では、SP配置1のSP位置にある信号

19

$Z(n_s, (1+m \times Mc \times Mt) + Mc)$ と、受信中のシンボルより M_t シンボル前 ($n_s - Mt$) で同じキャリア位置にある信号 $Z(n_s - Mt, (1+m \times Mc \times Mt) + Mc)$ との間の S P 配置 1 の相関値信号 $\Sigma S P^{(1)}(n_s)$ を算出して出力する。以下同様に、S P 配置 2 のパイロット信号相関演算回路 212 と S P 配置 3 のパイロット信号相関演算回路 213 では、それぞれ、S P 配置 2 と S P 配置 3 の S P 配置に対する相関値信号である S P 配置 2 の相関値信号 $\Sigma S P^{(2)}(n_s)$ と S P 配置 3 の相関値信号 $\Sigma S P^{(3)}(n_s)$ を算出して出力する。全く同様に、下隣接信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路についても、S P 配置 0 から S P 配置 3 のパイロット信号相関演算回路に対応する各 4 種ずつの下隣接信号相関演算回路 220～223 と、上隣接信号相関演算回路 230～233 を設ける。そして、各下隣接信号相関演算回路 220～223 からは、S P 配置 0 の相関値信号 $\Sigma C P^{(0)}_{-1}(n_s)$ から、S P 配置 3 の相関値信号 $\Sigma C P^{(3)}_{-1}(n_s)$ までの 4 個の相関値信号を出力する。また、各上隣接信号相関演算回路 230～233 からは、S P 配置 0 の相関値信号 $\Sigma C P^{(0)}_{+1}(n_s)$ から、S P 配置 3 の相関値信号 $\Sigma C P^{(3)}_{+1}(n_s)$ までの 4 個の相関値信号を出力する。

【0028】さらに、図 7 では、同様にシンボル毎に S P のキャリア位置が移動する状況に対応させるため、S P 配置算出回路 280 を新設している。S P 配置算出回路 280 は、入力される上記の $4 \times 3 = 12$ 個の相関値信号を用いて、受信中のシンボルの S P 配置番号を検出して出力する回路である。この S P 配置検出回路 280 の内部の回路構成を図 8 に示す。S P 配置検出回路 280 を構成する S P 配置検出回路 281 は、受信中のシンボルの S P 配置番号 $N t'$ を検出する回路であり、シンボルカウンタ 282 は、S P 配置の番号 $N t$ をカウントアップするカウンタであり、S P 配置保護回路 283 は、S P 配置の周期の同期に対する保護回路である。S P 配置算出回路 280 に入力した 12 個の相関値信号は、そのまま S P 配置検出回路 281 に入力する。ここで、S P 配置 $n = 0 \sim 3$ に対する 3 つ 1 組の相関値信号 $\Sigma C P^{(n)}_{-1}(n_s)$, $\Sigma C P^{(n)}_0(n_s)$, $\Sigma C P^{(n)}_{+1}(n_s)$ の流れを、それぞれ 1 本の太線で示している。S P 配置検出回路 281 では、入力された 12 個の相関値信号の振幅値を比較し、振幅値が最大の相関値信号が含まれる S P 配置の番号を選択する。そして、選択した S P 配置の番号 $N t'$ を出力する。この時、シンボルカウンタ 282 では S P 配置の番号 $N t$ をカウントアップして出力する。そして、S P 配置算出回路 280 から外部に出力する。同時に、この S P 配置の番号 $N t$ は、S P 配置検出回路 281 で検出して出力した S P 配置の番号 $N t'$ と共に、S P 配置保護回路 283 に入力する。そして、S P 配置の周期の同期が外れているかどうかの検出を実施する。

20

【0029】この回路を用いた保護処理の手順を、図 9 のタイミング図を用いて説明する。図 9 の (a) に、図 1 の FFT 回路 11 から出力されるシンボル周期の信号を示す。各枠が 1 つのシンボルを表し、枠内の数字は S P 配置の番号 $N t'$ である。一方、図 9 の (c) は、シンボルカウンタ 282 から出力される S P 配置の番号値 $N t$ である。以下に説明する保護処理は、各シンボル期間内の有効信号が無い期間、例えばガードインターバル期間の間に実施し、有効な信号が有る期間は、シンボルカウンタ 282 の状態をホールドする。S P 配置の番号の同期が正しく引き込まれているときは、図 9 の左部分のように、(a) の FFT 回路の出力信号の S P 配置番号値と、(c) のシンボルカウンタ 282 から出力される S P 配置の番号値は一致する。一方、S P 配置の番号の同期がはずれると、図 9 の中央部に示す様に、FFT 回路出力信号の S P 配置番号値と、シンボルカウンタ 282 から出力される S P 配置の番号値は、互にずれて一致しなくなる。S P 配置保護回路 283 では、この S P 配置の番号の同期はそれを、S P 配置検出回路 281 で検出した S P 配置の番号 $N t'$ と、シンボルカウンタ 282 で得た S P 配置の番号 $N t$ を比較して検出する。即ち、入力される S P 配置の番号の値が一致しないときは、図 9 の (a) の番号値と (c) の番号値がずれており、S P 配置の同期が外れていることを表す。そこで、これらの値の関係が、一定シンボル数の間、連続して $N t \neq N t'$ になることを判別し、S P 配置の同期が外れていることを検出する。そして、S P 配置の同期が外れていることを表す S P はずれ信号 H を出力する。この S P はずれ信号の波形を図 9 の (b) に示す。

【0030】図 8 において、S P 配置保護回路 283 から出力した S P はずれ信号は、シンボルカウンタ 282 のロードトリガ端子に入力する。そして、シンボルカウンタ 282 から出力されている S P 配置の番号値 $N t'$ に 1 を加えた値 ($N t' + 1$) を、シンボルカウンタ 282 内にロードし、次のシンボル期間の動作に備える。ここで、余分に加算した +1 はカウンタのカウントアップ分であり、シンボルカウンタ 282 をカウントアップさせても良い。通常は、この 1 回の保護処理で、S P 配置番号の同期引き込みを完了できるが、依然として同期が外れているときは、同期が引き込まれるまで、同じ動作を繰り返す。以上の保護処理により、図 7 の S P 配置算出回路 280 は、S P 配置番号の同期が引き込まれている通常期間においては、受信中の信号の S P 配置番号 $N t$ の信号を出力し続ける。また、同期が外れているときは、これを自動的に検出して補正し、再度同期させる。

【0031】図 7 において、粗調整は以下の手順で実施する。まず、FFT 回路 11 の出力信号を、4 個のパイロット信号 (S P) 相関演算回路と、4 個の下隣接信号相関演算回路と、4 個の上隣接信号相関演算回路の全ての回路に入力する。そして、これらの回路から出力され

29

る $4 \times 3 = 12$ 個の相関値信号の全てを S P 配置算出回路 280 と粗調用の誤差信号算出回路 240 に入力する。この内 S P 配置算出回路 280 では、上記の手順により S P 配置の同期を引き込み、受信中のシンボルの S P 配置の番号 $N_t = 0 \sim 3$ を算出して出力する。一方、粗調用の誤差信号算出回路 240 には、12 個の相関値信号を入力すると同時に、S P 配置算出回路 280 から出力した S P 配置の番号 N_t を入力し、粗調整用の誤差信号 d_{fr} を算出して出力する。ここで粗調用の誤差信号算出回路 240 の内部の回路構成例を図 10 に示す。図 10 において、相関値信号選択回路 241 は、入力した 12 個の相関値信号から、同時に入力された S P 配置の番号値 N_t に従って、受信中のシンボルの S P 配置 N_t に対応する 3つ1組の相関値信号を選択して出力する回路である。なお、図 10 においても、各 S P 配置に対する 3つ1組の相関値信号の流れを、それぞれ1本の太線で示している。相関値信号選択回路 241 で選択された、S P 配置 N_t の S P 相関演算回路から出力された相関値信号と、S P 配置 N_t の下隣接信号相関演算回路から出力された相関値信号と、S P 配置 N_t の上隣接信号相関演算回路から出力された相関値信号の、3つ1組の相関値信号は、誤差算出回路 242 に入力する。そして、第 1 の実施例の粗調用の誤差信号算出回路と同様の演算を実施して、粗調整用の誤差信号 d_{fr} を算出し、出力する。誤差算出回路 242 としては、第 1 の実施例の粗調用の誤差信号算出回路 140 と同じ構成の回路を用いることができる。

【0032】この様に、パイロット信号 S P がばらまかれた、図 19 のキャリア構造の場合においても、第 1 の実施例と同様に、T M C C 等の様なランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアを用いずに、キャリア本数単位の L o 周波数のずれ量を検出することができる。しかも、本数単位でずれた周波数に一旦引き込んでから本数単位のずれを検出する様な無駄な操作を実施することなく、直ちに本数単位のずれ量、場合によっては本数単位以下のずれ量をも検出することができる。また、図 19 のキャリア構造における S P 配置の周期についても、その同期を再生することができる。

【0033】次に、図 7 における微調整は、以下の手順で実施する。まずは、4 個の S P 相関演算回路から出力される 4 個の相関値信号の全てを、微調用の誤差信号算出回路 250 に入力する。同時に、S P 配置算出回路 280 から出力される S P 配置番号 N_t を入力する。図 11 は、この微調用の誤差信号算出回路 250 の内部の回路構成例である。入力され選択される相関値信号が、各 S P 配置の S P 相関演算回路から出力される相関値信号 $\Sigma C P^{(n)}_0(n_s)$ である点を除けば、図 11 の回路構成と図 10 の回路構成は同一である。すなわち、相関値信号選択回路 251 では、入力した 4 個の相関値信号 $\Sigma C P^{(n)}_0(n_s)$ の中から、同時に入力された S P 配

22

置の番号の値 N_t に従って、受信中のシンボルの S P 配置に対応する相関値信号 $\Sigma C P^{(N_t)}_0(n_s)$ を選択する。そして、相関値信号選択回路 251 にて選択された S P 配置 N_t の相関値信号 $\Sigma C P^{(N_t)}_0(n_s)$ は、誤差算出回路 252 に入力する。そして、第 1 の実施例の微調用誤差信号算出回路と同様にして、微調用の誤差信号 d_{fr} を算出して出力する。誤差算出回路 252 としては、第 1 の実施例の微調用の誤差信号算出回路 150 と同じ構成の回路を用いることができる。この様に、パイロット信号 S P がばらまかれた、図 19 のキャリア構造の場合においても、第 1 の実施例と同様に、ガードインターバルの長さに依存することなく、しかもガード相間より S N 比が充分高い相関値を用いて、精度の高い微調用誤差検出を実施することができる。

【0034】図 7 の L o 制御信号算出回路 260 は、上記粗調用の誤差信号算出回路 240 と微調用の誤差信号算出回路 250 から出力される誤差信号 d_{fr} と d_{fd} から、最終的な L o 周波数の制御信号 V_{cont} を算出する回路である。この L o 制御信号算出回路 260 では、第 1 の実施例の L o 制御信号算出回路 160 と同様にして、最終的な L o 周波数の制御信号 V_{cont} を算出、出力する。L o 制御信号算出回路 260 としては、L o 制御信号算出回路 160 と同じ構成の回路を使用することができる。この処理内容は重複するので省略する。この様にして S P の相関値から求め L o 制御信号算出回路 260 から出力した制御信号 V_{cont} を VCO170 に入力すると、第 1 の実施例と同様に、L o 周波数にキャリアの本数単位の大きなずれが生じている時は、粗調整用の粗い補正が施された制御信号が加えられ、本数以下の微細なずれが生じている時は、微調整用の微妙な補正を施された制御信号が加えられる。これにより、L o 周波数は、その周波数のずれの大きさに因らず、迅速且つ滑らかに、受信信号の搬送波周波数に同期させることができる。

【0035】この様に本実施例を用いると、図 19 の様に S P を用いるキャリア構造の場合においても、同期変調方式を用いる O F D M 方式で通常挿入されるパイロット信号を用いて、L o 周波数の粗調用の誤差検出も微調用の誤差検出も実施できる。そのため、第 1 の実施例と同様に、従来の様な特殊なキャリアの配置や本数に対する制約を気にせずに、用途に適したキャリア構造を自由に設定することができるようになる効果が得られる。また、ガードインターバル長に対する大きな制約を気にせずに、信号の構造を検討することができるようになる効果が得られる。また、L o 周波数のずれの大きさに因らず、迅速且つ滑らかに、受信信号の搬送波周波数に同期させることができ、初期同期の引き込み時間も短縮できる効果が得られる。また、微調用の誤差検出を、高 S N 比で実施することができる効果が得られる。更に本実施例では、S P 配置に対する時間方向の同期も再生す

ることができる。

【0036】次に、本発明によるLo周波数のずれを検出する回路の第3の実施例を図12に示す。本実施例は、第2の実施例の回路規模の縮小を図ったものである。すなわち、第2の実施例の図7では、パイロット信号(S P)相関演算回路と下隣接信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路をそれぞれ4つずつ持っているが、本実施例では、それぞれ1つずつにする。これに伴い、S P配置算出回路480の回路構成を変更すると共に、受信中のシンボルのS P配置Ntに対応するS Pキャリア位置を算出し出力するS P位置発生回路490を新たに設ける。図13は、本実施例で用いるS P配置算出回路480の内部の回路構成例を示したものである。シンボルカウンタ482は、S P配置の番号Ntをカウントアップするカウンタである。シンボルカウンタ482から出力されるカウト値Ntは、一旦シンボルホールド回路484にラッチされ、そしてFFT回路11から有効な信号が出力される期間、出力するS P配置の番号値Ntがホールドされる。シンボルホールド回路484から出力するS P配置の番号値Ntは、受信中のシンボルのS P配置番号として、S P配置算出回路480の外部に出力される。

【0037】S P配置保護回路483は、S P配置の周期の同期に対する保護回路である。この回路を用いた保護処理の手順を、図14のタイミング図を用いて説明する。図14の(a)に、FFT回路11から出力されるシンボル周期の信号を示す。各枠が1つのシンボルを表し、枠内の数字はS P配置の番号Nt'である。これに対し、図14の(d)は、シンボルホールド回路484から出力されるS P配置の番号値Ntである。以下に説明する保護処理は、各シンボルの有効信号が無い期間、例えばガードインターバル期間の間に実施し、有効な信号が有る期間は、シンボルホールド回路484から出力されるS P配置の番号値Ntをホールドしておく。S P配置の番号の同期が正しく引き込まれているときは、図14の左部分の様に、(a)のFFT回路の出力信号のS P配置番号値と、(d)のシンボルホールド回路484から出力されるS P配置の番号値は一致する。一方、S P配置の番号の同期が外れると、図14の中央部に示す様に、FFT回路出力信号のS P配置の番号値と、シンボルホールド回路484から出力されるS P配置の番号値は、互いにずれて一致しなくなる。

【0038】S P配置保護回路483では、このS P配置の番号の同期の外れを、S P配置検出回路481から出力するS P配置ずれ信号dNtを用いて検出する。このS P配置ずれ信号dNtの算出手順については後述する。S P配置保護回路483に入力されるS P配置ずれ信号dNtは、図14の(a)の番号値と(c)の番号値の差を表しているので、S P配置の同期はずれの状態は、この値が一定シンボル数の間、連続してdNt ≠

0になることを判別して検出する。そして、S P配置の同期がはずれていることを表すS Pはずれ信号Hを出力する。このS Pはずれ信号の波形を図14の(b)に示す。図13において、S P配置保護回路483から出力されたS Pはずれ信号は、S P配置算出回路480の外部に出力されるとともに、シンボルホールド回路484に入力する。S Pはずれ信号Hを受けたシンボルホールド回路484では、その時点でホールドしているS P配置番号を、図14の(d)に示す様に、これに続くシンボル期間もホールドし続けるように制御する。同時に、シンボルホールド回路484から、図14の(c)の様にS Pはずれ信号Hより(Mt-1)シンボル遅れたロードパルスを出力し、シンボルカウンタ482のロードトリガ端子に入力する。そして、シンボルホールド回路484にホールドされ出力されているS P配置の番号値Ntと、S P配置ずれ信号dNtの加算値(Nt+dNt+1)を、シンボルカウンタ482内にロードする。ここで、余分に加算した+1は、カウンタのカウントアップ分である。

【0039】一方、シンボルホールド回路484においては、シンボルホールド回路484内に蓄積しているS P配置番号Ntを、ロードパルスを出力した直後に、シンボルカウンタ482から出力されたロード値(Nt+dNt+1)に書き替え、次のシンボル期間の動作に備える。通常は、この1回の保護処理で、S P配置番号の同期引き込みを完了できるが、依然として同期が外れているときは、同期が引き込まれるまで、同じ動作を繰り返す。以上の保護処理により、図12のS P配置算出回路480は、S P配置番号の同期が引き込まれている通常期間においては、受信中の信号のS P配置番号に対応したS Pキャリア位置信号を出し続ける。また、同期が外れているときは、これを自動的に検出して補正し、再度同期を補足させることができる。

【0040】上記した保護処理で用いるS P配置ずれ信号dNtは、S P配置検出回路481で検出して出力する。S P配置検出回路481の内部の回路構成例を図15に示す。図12のS P配置算出回路480には、S P相関演算回路410と下隣接信号相関演算回路420と上隣接信号相関演算回路430から出力される3つの相関値信号を入力し、それをそのまま図13のS P配置検出回路481に入力する。図15において、S P配置検出回路481に入力された3つの相関値信号は、フリップフロップ610～613で構成されるシフトレジスタに、シンボル単位で順次入力する。ここで、3つ1組の相関値信号の流れを1本の太線で示す。また、フリップフロップの1つの枠は、3つの相関値信号を1組として記憶するフリップフロップとする。従って、このシフトレジスタ内には、常に、過去4シンボルで算出した、合わせて $3 \times 4 = 12$ 個の相関値信号が記憶される。

【0041】一方、S P配置選択回路620は、前述したS P配置番号の同期引き込みのための、S P配置ずれ信号d N tを算出する回路である。ここに4つのフリップフロップで構成されるシフトレジスタに記憶されている12個の相関値信号を入力し、振幅値が最大の相関値信号が含まれるシンボルを選択する。そして、選択したシンボルに対応する値d N tを、S P配置ずれ信号d N tとして出力する。この値d N tとしては、例えば、フリップフロップ610の相関値信号が選択されたときはd N t = 0とし、フリップフロップ613の相関値信号が選択されたときはd N t = 1あるいは-3とし、フリップフロップ612の相関値信号が選択されたときはd N t = 2あるいは-2とし、フリップフロップ611の相関値信号が選択されたときはd N t = 3あるいは-1とすればよい。この様にd N tの値を対応させると、S P配置番号の同期が外れた際のd N tの値は、受信中のシンボルの相関値を算出する時に用いているS P配置番号N tが、受信中のシンボルのS P配置番号N t'に対し、d N tシンボルずれしていることを表している。上述したS P配置番号の同期引き込みは、このS P配置ずれ信号d N tを用いて実施すればよい。なお、値d N tに前もって+1を加えた値(d N t + 1)をS P配置ずれ信号に対応させておけば、図13のシンボルカウンタ482にロードする際の+1の加算を省略することができる。

【0042】このS P配置算出回路480を有する図12の回路において、粗調整は以下の手順で実施する。但し、既にS P配置番号の同期が取れているものとして説明する。まず、S P配置算出回路480から出力されるS P配置の番号値N tを、S P位置発生回路490に入力する。そして、S P位置発生回路490では、入力されたS P配置の番号値N tに対応するシンボルのS Pキャリア位置を算出し、S Pキャリア位置信号として出力する。一方、FFT回路11の出力信号は、S P相関演算回路410と下隣接信号相関演算回路420と上隣接信号相関演算回路430に入力され、S P位置発生回路490から出力されるS Pキャリア位置信号の下に、受信中のシンボルの3つの相関値信号を算出して出力する。そして、出力された3つの相関値信号を、粗調整用の誤差信号算出回路440に入力する。この粗調整用の誤差信号算出回路440では、第1の実施例の粗調整用の誤差信号算出回路140と同じ構成の回路をそのまま使用することができる。この処理内容は重複するので省略する。この様に、キャリア本数単位のL o周波数のずれ量の検出に対し、第2の実施例と同様の効果が得られる。図12の回路の場合、S P配置番号の同期をM tシンボル周期でしか実施できないため、第2の実施例に比べ、同期引き込み時間が長くなる

る欠点が有る。また、連続する4シンボルの前後で受信レベルが大きく変化すると、検出したS P配置番号に誤りが発生して、S P配置番号の同期が取れなくなる欠点がある。しかし、図7の相関演算回路の数を大幅に減らし、回路規模を大幅に低減できる大きな効果が得られる。

【0043】図12において、微調整は以下の手順で実施する。本実施例では、微調整用の誤差信号算出回路として、図1の微調整用の誤差信号算出回路150と同じ回路を用いる。すなわち、各シンボル毎に、パイロット信号相関演算回路410から出力される相関値信号を微調整用の誤差信号算出回路150に入力し、第1の実施例と同様にして、微調整用の誤差信号d f dを算出して出力する。この処理内容は重複するので省略する。この様に、図12の回路では、パイロット信号S Pがばらまかれた、図19のキャリア構造であるにも関わらず、微調整用誤差検出に関して第1の実施例と同様の効果を得ることができる。最後に、図12でL o周波数を制御する処理手順をまとめておく。本実施例で用いるL o制御信号算出回路460の回路構成例を図16に示す。

【0044】図16の回路では、誤差信号選択回路461における選択項目を増やした点が、図6の回路と異なる。すなわち、d f rとd f dの選択を実施した後、更に、S P配置算出回路480から出力されるS P配置ずれ信号がHで、S P配置番号の同期が外れている時は制御用の誤差信号d Fの値を0にし、L o周波数が変化しないように制御する。以上の点を除けば、図16の回路の動作方法は、図6の回路の動作方法と同一なので、詳しい動作の説明を省略する。この様にしてS Pの相関値から求め、L o制御信号算出回路460から出力した制御信号V contをVCO170に入力すると、第1の実施例と同様に、L o周波数にキャリアの本数単位の大きなずれが生じている時は、粗調整用の粗い補正が施された制御信号が加えられ、本数以下の微細なずれが生じている時は、微調整用の微妙な補正を施された制御信号が加えられる。これにより、L o周波数は、その周波数のずれの大きさに因らず、迅速、且つ滑らかに、受信信号の搬送波周波数に同期させることができる。

【0045】この様に、本実施例においても、キャリア本数単位のL o周波数のずれ量検出に対し、第2の実施例と同様の効果が得られる。本実施例では、S P配置番号の同期をM tシンボル周期でしか実施できないため、第2の実施例に比べ、同期引き込み時間が長くなる欠点が有る。また、連続する4シンボルの前後で受信レベルが大きく変化すると、S P配置番号の検出で誤りが発生し、S P配置番号の同期が取れなくなる欠点がある。しかし、第2の実施例の図7の相関演算回路の数を大幅に減らし、回路規模を大幅に縮小できる大きな効果が得られる。なお、上記の各実施例は、それぞれ基本的な考え方を説明し易い回路構成を用いて例示したに過

ぎず、同等の機能を有する各種の回路構成が考えられるのは言うまでもない。例えば、第1の実施例では図17のように、複素乗算回路と遅延回路を共有化した方が回路規模を縮小できる。第1の実施例における図1の回路は、説明が分かり易くなるように、パイロット信号相関演算回路と上隣接信号相関演算回路と下隣接信号相関演算回路をあえて分離して示したに過ぎない。図7あるいは図12の回路においても、加算回路の共用化を図るなど、更に多くのバリエーションがあり、書ききれないので省略する。

【0046】また、上記の各実施例の説明では、誤差信号算出回路での誤差信号の算出を、受信中のシンボルのパイロット信号から算出した相関値信号から直ちに誤差信号を算出する場合を説明した。しかし、相関値信号のS/N比を更に上げるために、連続して入力される複数シンボルの相関値信号の複素ベクトルを加算平均してから同様の演算を実施するようにして良いのは明らかである。特にSPを用いるキャリア構造の場合、加算するSPキャリアの本数が少なくなるため、入力した受信中のシンボルの相関値信号だけでなく、更に過去に連続するシンボルで算出した複数の相関値信号を加算してから誤差信号を算出すると、大きなS/N比の改善効果が得られる。また、粗調整用の誤差信号算出回路においては、相関値信号の複素ベクトルの加算平均ではなく、連続するシンボルの相関値信号の振幅を算出した後加算平均して用いるようにしても同様の効果を得ることができる。また、上記の各実施例では、Lo周波数の可変範囲が±1.5本以内であることを仮定して説明した。しかし、その可変範囲が±1.5本以上の時は、その可変範囲の広さに合わせ、上隣接信号相関演算回路と下隣接信号相関演算回路の数を増やす。そして、CPキャリアあるいはSPキャリアよりキャリア2本だけ下のキャリアに対する相関値信号と2本だけ上のキャリアに対する相関値信号等も算出して、それらの相関値信号の振幅値も共に比較し、振幅値が最大になるキャリアを選択するようにすればよいのは明らかである。

【0047】また、各相関値信号の振幅値を算出するには、次の、 $\sqrt{[|I|^2 + |Q|^2]}$ によって正確に振幅値を求めるのが好ましい。しかし、回路規模を縮小するため、次式の $(|I| + |Q|)$ により簡易の絶対値を算出して代用しても良い。また、相関演算回路で実施する前述の式(1)の Σ_n の加算において、上端あるいは下端のCPキャリアあるいはSPキャリアに対しては、下隣接信号相関演算回路あるいは上隣接信号相関演算回路で加算すべきキャリア信号が無くなるシンボルが発生する。そのため、両端のCPキャリアあるいはSPキャリアを除いて式(1)の Σ_n の加算を実施するようになるのが好ましい。なお、第2の実施例と第3の実施例においては、削除するキャリアの本数を、全ての相関演算回路で同一にし、相関値信号のレベルを同一にしてお

くことが好ましいのは言うまでもない。また、以上は発明の効果が明確に現れるように、CPあるいはSPの相関値を利用する場合について説明した。しかし、TMCCやACに同様の相関演算を実施して、Lo周波数を制御することもできる。特にSPを用いるキャリア構造の場合、SPと異なり、TMCC等の信号は毎シンボルに信号があるため、SP配置番号の同期引き込みで4シンボル待たねばならないような問題が生じない長所がある。しかし、通常、TMCC等の信号のキャリア本数はSPあるいはCPのキャリア本数に比べて少ないので、得られる誤差信号のS/N比が余り上がらないだけでなく、選択性フェージングの影響を受けやすくなる欠点があり、好ましくない。なお、TMCC等を用いる場合は、TMCC等がDBPSKで変調されているため、90度を越える位相誤差を検出できないことを考慮し回路を構成する必要がある。特に粗調整用の相関演算回路の設計においては、注意が必要である。また、以上の説明では、保護回路の説明を最小限に止めた。保護回路の挿入方法について多くのバリエーションがあり書ききれないで省略する。

【0048】

【発明の効果】以上、本発明を用いると、ランダム性の高い配置を持つ多数本の特殊なキャリアを必要としない。そのため、用途に合わせたキャリア構造を検討する際に、特殊なキャリアの配置や本数に対する制約を気にせずに、用途に適したキャリア構造を自由に設定することができる効果が得られる。また、この検出方法ではガードインターバルを用いないので、ガードインターバル長についても、大きな制約無く、自由に設定することができる効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のLo周波数ずれ検出回路の第1の実施例の構成を示すブロック図

【図2】本発明の第1の実施例で用いられるキャリア構造を示す模式図

【図3】本発明の第1の実施例の相関演算を説明する図

【図4】本発明の第1の実施例の微調整用の誤差信号を示す特性図

【図5】本発明の第1の実施例の粗調整用の誤差信号を示す特性図

【図6】本発明の第1の実施例のLo制御信号算出回路を示すブロック図

【図7】本発明のLo周波数ずれ検出回路の第2の実施例の構成を示すブロック図

【図8】本発明の第2の実施例のSP配置算出回路の回路構成を示すブロック図

【図9】本発明の第2の実施例のSP配置保護処理の動作を説明するタイムチャート

【図10】本発明の第2の実施例の粗調整用の誤差信号算出回路の構成を示すブロック図

29

【図11】本発明の第2の実施例の微調用の誤差信号算出回路の構成を示すブロック図

【図12】本発明のLo周波数ずれ検出回路の第3の実施例の構成を示すブロック図

【図13】本発明の第3の実施例のS P配置算出回路の回路構成例を示すブロック図

【図14】本発明の第3の実施例のS P配置保護処理の動作の説明するタイムチャート

【図15】本発明の第3の実施例のS/P配置検出回路の構成を示すブロック図

【図16】本発明の第3の実施例のLo制御信号算出回路の構成を示すブロック図

【図17】本発明の第1の実施例の相關演算回路の他の回路の構成を示すブロック図

【図18】日本の地上波デジタル放送方式におけるキャリア構造を説明する模式図

【図19】日本の地上波ディジタル放送方式におけるキャリア構造の詳細な説明図

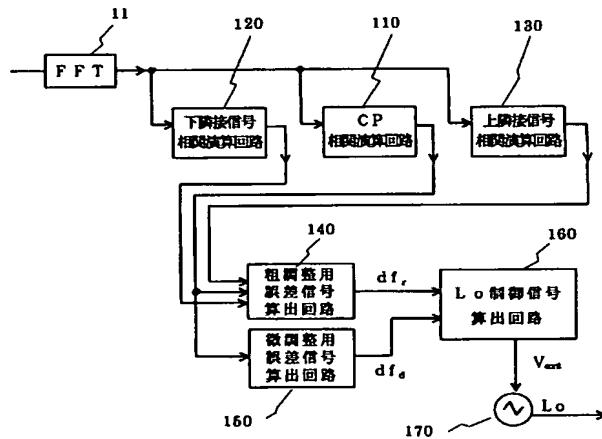
【図20】OFDM方式の伝送装置の基本的なブロック回路の構成を示すブロック図

【図21】OFDM信号の時間波形を説明するための模式図

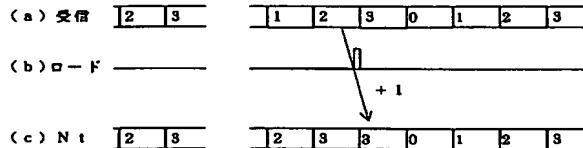
【図22】カート相関ベクトルの波形の説明するための

(图 1)

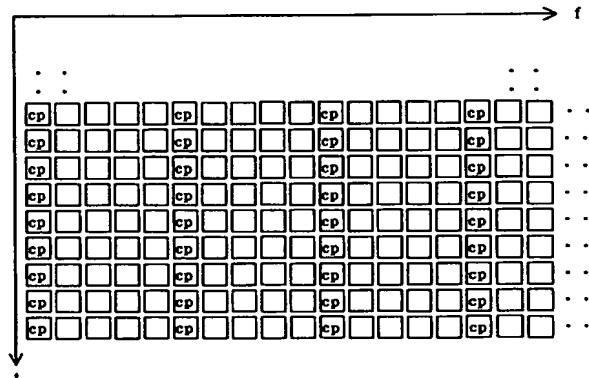
[図1]



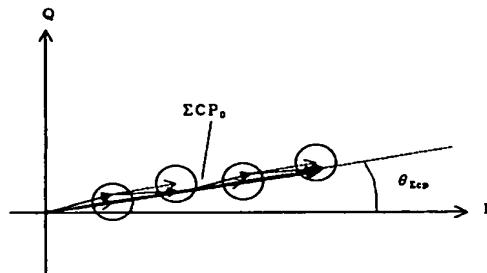
【四 9】



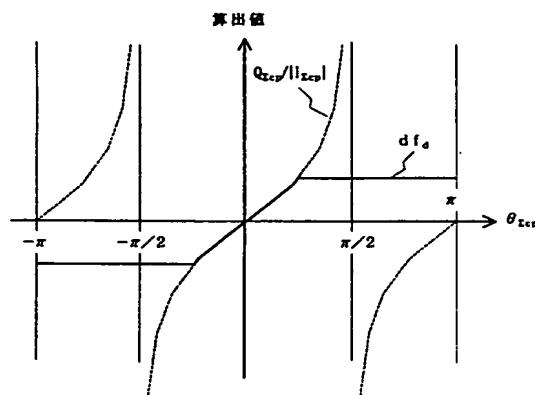
【図2】



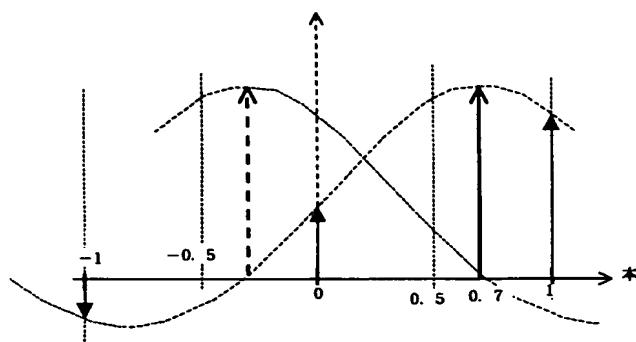
【图3】



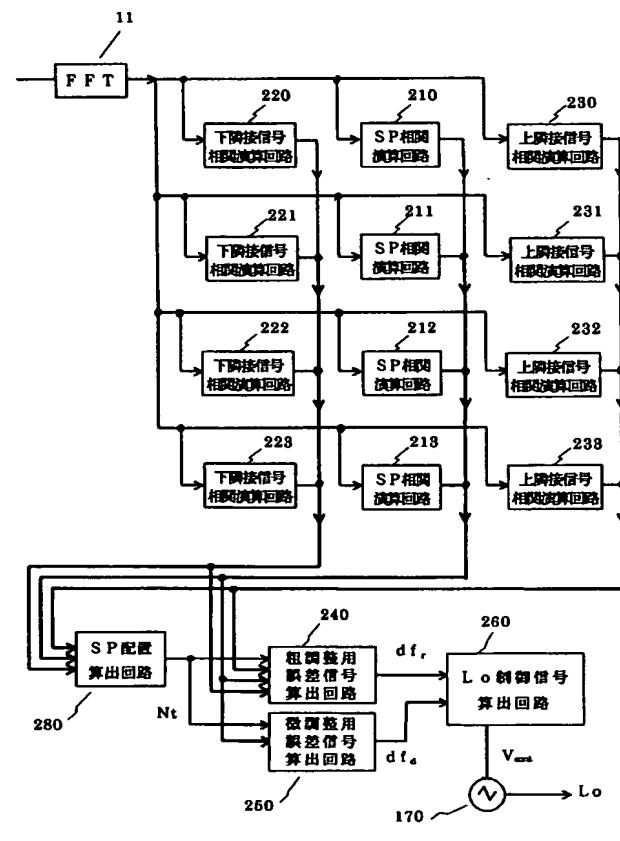
【図4】



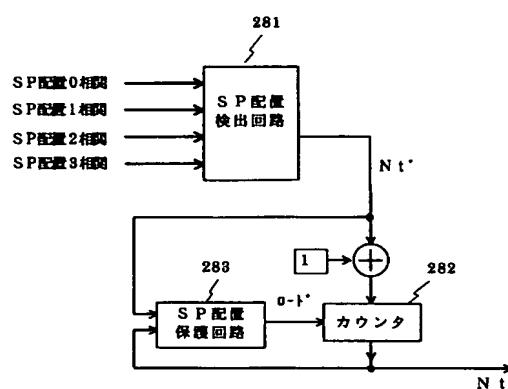
【図5】



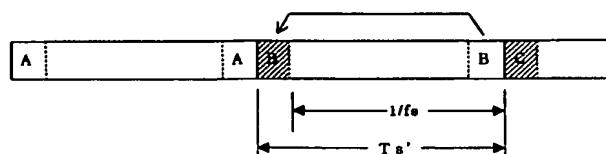
【図7】



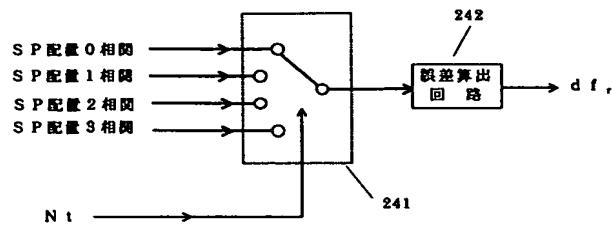
【図8】



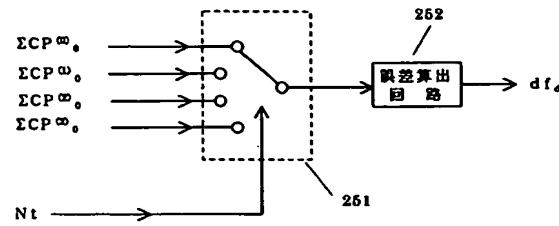
【図21】



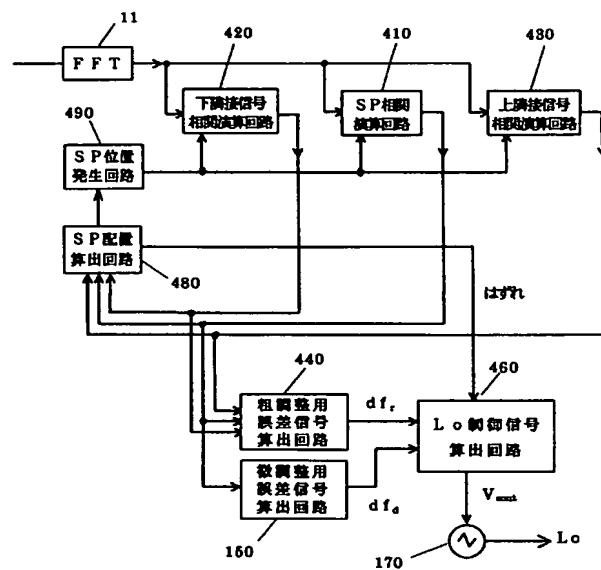
【図10】



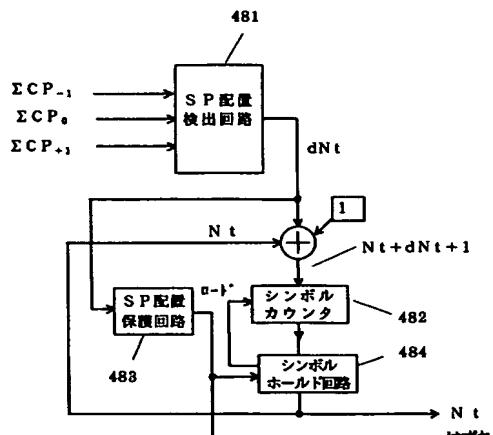
【図11】



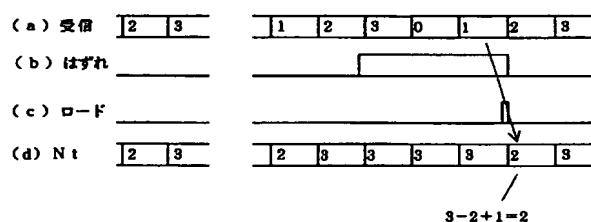
【図12】



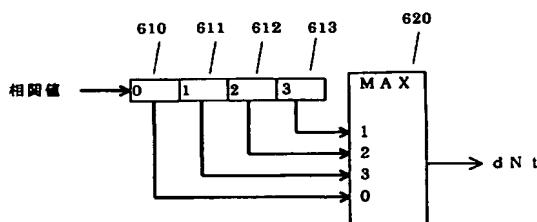
【図13】



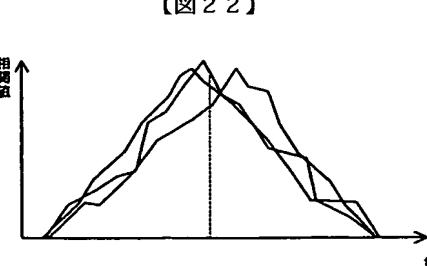
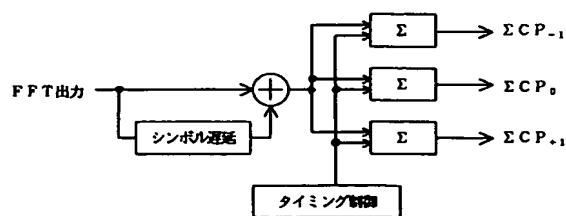
【図14】



【図15】

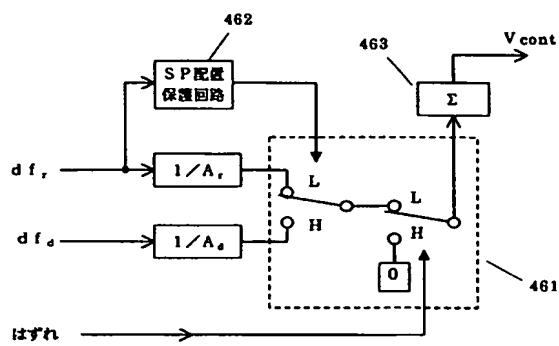


【図17】

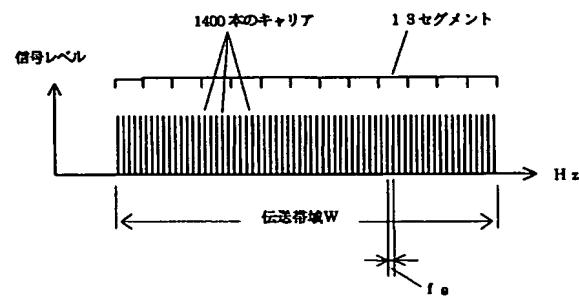


【図22】

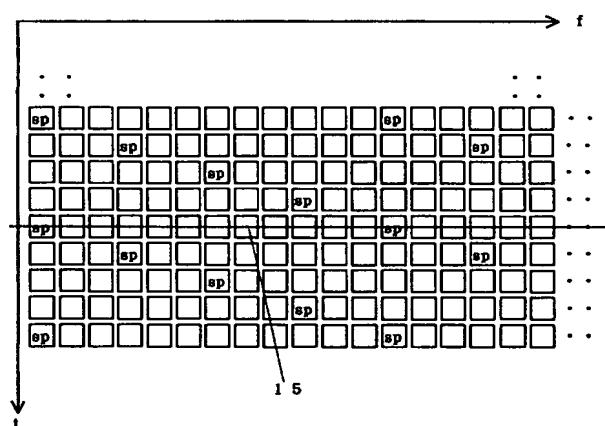
【図16】



【図18】



【図19】



【図20】

